

Device for the coherent demodulation of time-frequency interlaced digital data, with estimation of the frequency response of the transmission channel and threshold, and corresponding transmitterPatent Number: US5307376

Publication date: 1994-04-26

Inventor(s): RAULT M JEAN-CHRISTOPHE (FR); CASTELAIN M DAMIEN (FR); HELARD M JEAN-FRANCOIS (FR); LE FLOCH M BERNARD (FR)

Applicant(s): FRANCE TELECOM (FR)

Requested Patent: JP5075568

Application Number: US19920820484 19920114

Priority Number (s): FR19910000654 19910117

IPC Classification: H04K1/10; H04L27/28

EC Classification: H04L25/02C5, H04L25/02C7A, H04L25/02C7C1A, H04L27/26M5Equivalents: AU1025092, AU655959, CA2059455, DE69228842D, DE69228842T, DE69232580D, EP0499560, B1, FR2671923, JP3044899B2**Abstract**

A method and apparatus for the coherent demodulation of a digital signal constituted by digital elements distributed in the time-frequency space and transmitted in the form of symbols constituted by a multiplex of N orthogonal carrier frequencies modulated by a set of said digital elements and broadcast simultaneously, the digital signal also including reference elements having a known value position in said time frequency space. The method includes a Fourier transform of at least samples of said digital signal containing said reference elements from a frequency domain into a temporal domain, a weighting of the transformed samples in the temporal domain by a rectangular temporal window f_n , a thresholding of the transformed samples in the temporal domain to eliminate any samples below a predetermined threshold, and a reverse Fourier transform of the samples remaining after said weighting and thresholding from the temporal domain into the frequency domain for projection onto said digital signal. The threshold level can be fixed or varied based on the power level of the noise affecting the transmission channel or an estimated pulse response of the transmission channel.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

(51)Int. C1. ⁵	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 J 11/00	A	7117-5 K		
H 0 4 B 14/00	E	4101-5 K		
H 0 4 L 27/00		9297-5 K	H 0 4 L 27/00	Z

審査請求 未請求 請求項の数10

(全10頁)

(21)出願番号 特願平4-26156

(71)出願人 591044452

フランス テレコム

FRANCE TELECOM

フランス国, 92131 イシレムーリノー

ル デュ ジエネラル レツクラーク38-

40番地

(22)出願日 平成4年(1992)1月17日

(74)代理人 弁理士 山本 恵一

(31)優先権主張番号 9100654

(32)優先日 1991年1月17日

(33)優先権主張国 フランス (FR)

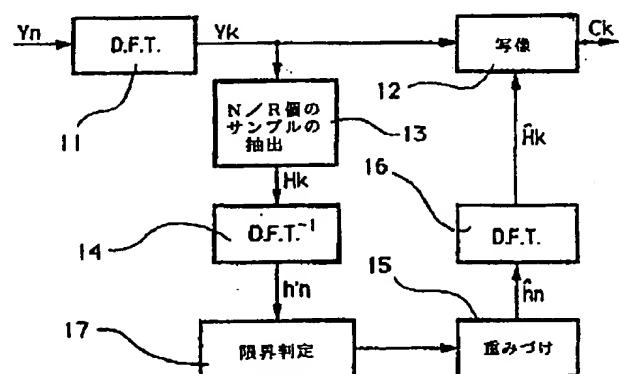
最終頁に続く

(54)【発明の名称】通信路の周波数応答の評価と限界判定を備えた時間周波数領域に多重化されたデジタルデータをコヒレント復調するための装置

(57)【要約】 (修正有)

【目的】送信通信路に発生する雑音に関する基準要素の判別を容易にする。

【構成】デジタル信号が時間周波数領域に値と位置を有する基準要素を備え、そのことは復調装置に判明しており、復調装置がフーリエ変換11によっていかなるときでも送信通信路の周波数応答を評価する手段を備え、周波数領域から時間領域に基準要素に対応して受信したサンプルのフーリエ変換を実行し、時間領域で変換14されたサンプルと矩形の時間ウインド(f_w)との乗算15を実行し、そして、乗算の後に時間領域から周波数領域16に得られたサンプルの逆フーリエ変換12を実行し、評価する手段が時間領域でサンプルの限界判定を行う手段あるいはスレショルドを設定する手段17を備えて、あるスレショルド以下のサンプルを規則正しく除去する、ように構成する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 時間周波数領域に分配されたディジタル要素によって構成される形態の、そして、1組の前記ディジタル要素によって変調され同時に放送されるN個の直交搬送周波数の多重によって構成されるシンボルの形式で送信される形態のディジタル信号を、コヒレント復調(同期復調)するための装置であって、

前記ディジタル信号が前記時間周波数領域に値と位置を有する基準要素を備え、そのことは前記復調装置に判明しており、

前記復調装置がフーリエ変換によっていかなるときでも送信通信路の周波数応答を評価する手段を備え、周波数領域から時間領域に前記基準要素に対応して受信したサンプルの変換を実行し、時間領域で前記変換されたサンプルと矩形の時間ウインド(f_n)との乗算を実行し、そして、前記乗算の後に時間領域から周波数領域に得られたサンプルの逆変換を実行し、前記評価する手段が前記時間領域で前記サンプルの限界判定を行う手段を備えて、あるスレショルド以下のサンプルを規則正しく除去する、

ことを特徴とする復調装置。

【請求項2】 前記スレショルドを計算するために前記限界判定手段が前記送信通信路に影響を及ぼす雑音の電力レベルの標準偏差 σ^2 の値を計算に取り入れる、請求項1に記載の復調装置。

【請求項3】 前記スレショルドが5 σ から6 σ の範囲の値を有する、請求項2に記載の復調装置。

【請求項4】 前記スレショルドを計算するために前記限界判定手段が前記送信通信路のパルス応答の評価を計算に取り入れる、請求項2～3のいずれかに記載の復調装置。

【請求項5】 前記スレショルドが固定である、請求項1に記載の復調装置。

【請求項6】 前記限界限定手段が前記ウインドの乗算の上位に位置する、請求項1に記載の復調装置。

【請求項7】 受信されたサンプルの前記変換が送信されるシンボルあたりM個の基準要素に等しい形態の変換であり、前記時間ウインドの乗算が(N-M)個のゼロの列とM個の変換された基準要素の加算によって簡単に達成される、請求項1に記載の復調装置。

【請求項8】 時間周波数領域に分配されたディジタル要素によって構成される形態の、そして、1組の前記ディジタル要素によって変調され同時に放送されるN個の直交搬送周波数の多重によって構成されるシンボルの形式で送信される形態のディジタル信号を、コヒレント復調するための方法であって、

前記ディジタル信号が前記時間周波数領域に値と位置を有する基準要素を備え、そのことは前記復調方法に判明しており、

前記復調方法はフーリエ変換によっていかなるときでも

送信通信路の周波数応答を評価する段階を備え、前記評価する段階は、

周波数領域から時間領域に前記基準要素に対応して受信したサンプルの変換を行う段階と、

時間領域で前記変換されたサンプルと矩形の時間ウインド(f_n)との乗算を行う段階と、

そして、前記乗算の後に時間領域から周波数領域に得られたサンプルの逆変換を行う段階と、

を備え、

10 前記評価する段階は、さらに、前記時間領域で前記サンプルの限界判定を行う段階を備え、あるスレショルド以下のサンプルを規則正しく除去する、

ことを特徴とする復調方法。

【請求項9】 時間周波数領域に分配されたディジタル要素によって構成される形態の、そして、1組の前記ディジタル要素によって変調され同時に放送されるN個の直交搬送周波数の多重によって構成されるシンボルの形式で送信される形態のディジタル信号を、放送するための方法であって、

20 前記ディジタル信号が前記時間周波数領域に値と位置を有する基準要素を備え、そのことは前記放送方法に判明しており、

前記放送方法が前記搬送波を送信する手段を備え、有効な情報要素を搬送する搬送波に使用される電力レベルより大きい電力レベルで前記基準要素を搬送する搬送波を選択的に搬送波に割り当てる、

ことを特徴とする放送方法。

【請求項10】 請求項9に記載の放送方法を実行するディジタル信号の送信機。

30 【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、都会の環境下で、すなわち、フェージング現象を生み出す多重の伝播(レーレー過程: Rayleigh Process)の状態下で、そして雑音と混信が存在する中で、移動する移動受信機によって明瞭に受信されることを意図するディジタルデータの放送に関する。さらに詳しくは、本発明は、複数の経路が割り当てられた、その特性が時間によって変化する通信路でのディジタル信号の放送に関する。

【0002】

【従来の技術】 本発明は、1990年11月14日出願の米国特許第4,881,241号に記載されるように、COFDM(Coding Orthogonal Frequency Division Multiplex)として知られるディジタル音声放送システムに特定して適用できるが、それだけに限定されるものではない。ディジタル放送のこのシステムは、通信路符号化装置と直交周波数分割多重による変調方法とを組み合わせて用いたことに基づいている。この従来技術のシステムに特有の変調方法は、通信路の周波数選択度に関する問題を解決するのに用いることができる。それは、周波数時間空間 f

$-t$ でのデータ信号のデジタル要素の構成要素の分配を提供することにあり、また、直交搬送波を用いた周波数の多重化による複数の並列の放送通信路でデジタル要素の組を同時に送信することにある。特に、この形態の変調は、データ列の 2 つの連続する要素が同一の周波数で送信されることを防止することを可能とするのである。

【0003】知られた符号化方法は、概して、復調器からのサンプルを、レーレー過程による受信された信号の振幅における変化の影響を吸収するよう処理することができるよう試みる。この符号化は、好都合にも、たたみこみによる符号化で、リード・ソロモン (Reed-Solomon) 型の符号化によってできる限り継続される。復号化は、好都合にも、ビテルビの復号化の形態の対応を可能とする。

【0004】知られた方法では、符号化されたデジタル要素は、さらに、レーレー過程と通信路の選択特性に関して通信路の統計的な独立性を最大にするために時間と周波数においてインターレース (インタリープ) される。

【0005】受信された信号の復調は微分的 (遅延的) あるいはコヒレントである。微分復調 (遅延復調) の利得はその実行の簡単さと根の深いフェージング後にそれの波及効果がないことである。それがこの方法であり、COFDM システムの一般原理を確実なものにするために使用される。

【0006】理論では、コヒレント復調は微分復調よりも雑音に対する大きな耐久性を提供し、動作において約 3dB の利得を得ることを可能とする。しかしながら、放送のシステムが妨害される環境で移動する受信機に特定される受信状況下では、多重化のそれぞれの搬送波に対する位相と振幅の基準を変調信号から抽出することは特に難しいことは明らかである。コヒレント復調の場合、搬送波の評価での誤りは、そのために、動作特性において実質的な劣化を導くことになる。このことは、搬送周波数あるいは自動車の速度が増加するときに遭遇する根の深いそして速いフェージングの場合に特に当てはまるのである。

【0007】換言すれば、コヒレント復調は、その原理においては微分復調より良好に動作するが、搬送波復調装置に、いかなる時点においても通信路の周波数応答を良好に評価する能力を要求するのである。

【0008】時間周波数多重の放送に関する 1990 年 2 月 6 日出願の仏国特許第 FR 90 01491 号 (1991 年 1 月 31 日出願の米国特許第 07/648,899 号に対応) から知られる方法があるが、この方法は、周波数時間空間 $f-t$ において、送信されるべき有効な情報要素の間に値と位置の基準要素を挿入することによってコヒレント復調を可能にするものである。この方法の基本的な考えは、位相そして (あるいは) 振幅の基準バイロット周

波数として時間周波数領域に思慮深く分配されたある搬送波を使用することで構成される。それはいわゆる、送信されるべきデータ要素の間の予め定められた場所に挿入され、受信時の振幅そして (あるいは) 位相の基準として動作する。このようにして、補間によって、それぞれのデジタル要素に対する位相と振幅の基準を判定することができる。

【0009】さらに詳しくは、通信路の応答の評価は、すでに述べた仏国特許第 FR 90 01491 号に記載されるような巡回たたみこみによってあるいはフーリエ変換によって、補間の滤波によって得ることができる。この後者の方法の利点は、等しい品質に対して、前者より少ない数の演算を必要とすることである。

【0010】
【発明が解決しようとする課題】しかしながら、これらの方法は実際には満足すべき結果を提供しないことがわかっている。事実、通信路の応答が完全に評価された場合には微分復調と比較してコヒレント復調の利得は理論的には 3dB であるのに、実際には 0.5dB でしかない。この悪い結果は、本質的に、通信路の応答の評価が大きく雑音に影響される事実によるもので、したがって、補間の品質に逆に影響しているのである。本発明は、この従来技術の欠点を除去することを目的とするものである。

【0011】さらに詳しくは、本発明の目的は、微分復調と比較して 2dB 程度の実質的な利得を有する、時間と周波数で多重化されたデジタル信号のコヒレント復調のための装置を提供することである。したがって、本発明の目的は、雑音の影響が減少せしめられるそのような装置を提供し、それによって、補間の結果を改善することである。

【0012】本発明の特定の目的は、知られている復号器に整合する簡単で安価であることを必要とする、そして、これらの復号器にすでに存在する計算手段と情報要素を使用して、装置を提供することである。

【0013】本発明のもう 1 つの目的は、送信されるべき信号に整合することを必要としないような装置を提供することである。

【0014】補足的な方法において、本発明はまた、補足的な基準を付加することなしに受信するときに高い品質の補間を可能とする放送方法を提案する。

【0015】本発明の装置と方法は、好都合にも、お互いに連結して実現される。しかしながら、それらは独立しておらず、お互いに他方がなくとも使用できる。

【0016】
【課題を解決するための手段および作用】これらの目的は、時間周波数領域に分配されたデジタル要素によって構成される形態の、そして、1 組の前記デジタル要素によって変調され同時に放送される N 個の直交搬送周波数の多重によって構成されるシンボルの形式で送信さ

れる形態のデジタル信号を、コヒレント復調するための装置であって、前記デジタル信号が前記時間周波数領域に値と位置を有する基準要素を備え、そのことは前記復調装置に判明しており、前記復調装置がフーリエ変換によっていかなるときでも送信通信路の周波数応答を評価する手段を備え、周波数領域から時間領域に前記基準要素に対応して受信したサンプルの変換を実行し、時間領域で前記変換されたサンプルと矩形の時間ウインド (f_n) との乗算を実行し、そして、前記乗算の後に時間領域から周波数領域に得られたサンプルの逆変換を実行し、前記評価する手段が前記時間領域で前記サンプルの限界判定を行う手段あるいはスレショルドを設定する手段を備えて、あるスレショルド以下のサンプルを規則正しく除去する、前記復調装置によって達成される。

【0017】この方法においては、低い電力で受信される基準要素は、つまり、その要素のほとんどが雑音で妨害されているのだが、計算に取り込まれない。

【0018】好都合にも、スレショルドの計算に対して、限界判定手段は送信通信路に影響を及ぼす雑音の電力レベルの σ^2 の値を計算に取り込んでいる。また、実施例においては、スレショルドは 5σ から 6σ の範囲の値を有する。あるいは、簡略化されて、スレショルドは固定値であっても良い。

【0019】好都合にも、スレショルドの計算に対して、限界判定手段はまた、送信通信路のパルス応答の評価を計算に取り込んでいる。

【0020】好ましくは、限界判定手段はウインドイング手段の上位に位置せしめられるが、下位であっても良い。

【0021】好都合には、受信されたサンプルの変換は、送信されるシンボルあたり M 個の基準要素に等しい形態の変換であり、前記時間ウインドの乗算が $(N-M)$ 個のゼロの列と M 個の変換された基準要素の加算によって簡単に達成される。

【0022】本発明はまた、時間周波数領域に分配されたデジタル要素によって構成される形態のデジタル信号を、コヒレント復調するための方法であって、前記復調方法はフーリエ変換によっていかなるときでも送信通信路の周波数応答を評価する段階を備え、前記評価する段階は、周波数領域から時間領域に前記基準要素に対応して受信したサンプルの変換を行う段階と、時間領域で前記変換されたサンプルと矩形の時間ウインド (f_n) との乗算を行う段階と、そして、前記乗算の後に時間領域から周波数領域に得られたサンプルの逆変換を行う段階と、を備え、前記評価する段階は、さらに、前記時間領域で前記サンプルの限界判定を行う段階を備え、あるスレショルド以下のサンプルを規則正しく除去する、復調方法に関する。

【0023】補足的な方法において、本発明は、時間周波数領域に分配されたデジタル要素によって構成され

る形態の、そして、1組の前記デジタル要素によって変調され同時に放送される N 個の直交搬送周波数の多重によって構成されるシンボルの形式で送信される形態のデジタル信号を、放送するための方法であって、前記デジタル信号が前記時間周波数領域に値と位置を有する基準要素を備え、そのことは前記放送方法に判明しており、前記放送方法が前記搬送波を送信する手段を備え、有効な情報要素を搬送する搬送波に使用される電力レベルより大きい電力レベルで前記基準要素を搬送する搬送波を選択的に搬送波に割り当てる、放送方法を提供する。

【0024】事実、本発明の目的は、送信通信路に発生する雑音に関する基準要素の判別を容易にすることである。ゆえに、このことは受信するときにスレショルドを設定することによってなされるばかりでなく、基準要素の電力を増加させることによって送信するときにもなされる。これらの2つの手段は明白に独立しているが、好ましくは、それらは同時に実行される。

【0025】【実施例】以下でさらに詳しく記述される実施例の異なった側面は、移動する受信機に向けて放送されるデジタルの音声を受信することに関する。しかしながら、本発明による高いピットレートでのデジタル信号をコヒレントに復調するための装置の原理は、データ要素が時間あるいは周波数領域で多重化されたデジタル・データの形態で放送されるデータ要素が基準要素を含んでいれば、すべての形態の受信機に適用することができるることは明白である。この装置は、仏国特許第FR 90 01491号(1991年1月31日に出願の米国特許第USSN07/648,899号に対応する)に記載された方法によって送信される信号を受信することに適用されるが、その信号に限定されるものではない。

【0026】デジタル音声を放送する応用での1つの目的は、例えば、1ステレオ放送番組当たり圧縮後のピットレートが250kbit/s程度の周波数帯域幅8MHzでの1.6ステレオ放送番組を送信することが考えられる。これは明らかにCOFDM放送方法の例である。この方法によれば、送信される信号は、直交する N 個の搬送波が多重化されて形成される変調シンボルの列によって構成される。搬送波の数 N は数個(例えば、 $N=8$)から数千個(例えば、 $N=2048$)までの非常に大きい範囲で選択することができる。ここで、1組の搬送波の周波数を $\{f_k\}$ とすると、

$f_k = k/t_s, k=0 \sim N-1$
要素信号 $\Psi_{j,k}(t)$ (ここで、 $k=0 \sim N-1, j=-\infty \sim +\infty$)の基底は、
 $\psi_{j,k}(t) = g_k(t-jT_s)$
ここで、 $0 \leq t \leq T_s$ のとき $g_k(t) = e^{2\pi j \omega_k t}$ (pa
 $i=\pi$)
それ以外のとき $g_k(t)=0$

と定義することができる。

【0027】さらに、送信されるデータ信号を表す、有限のアルファベットでその値を表現する1組の複素数 *

$$x(t) = R e [e^{2i\pi f_k t} \left(\sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} C_{j,k} \Psi_{j,k}(t) \right)]$$

【0028】通信路の周波数選択度の種々の問題を解決するために、シンボル内干渉 (inter-symbol jamming) を吸収するための間隔 Δ (例えば、 $\Delta = t_s/4$) の保護間隔 (guard interval) が各信号 $\Psi_{j,k}(t)$ の前に挿入される。 t_s はこれ以降信号の間隔を表す有効な信号 $T_s = t_s + \Delta$ の間隔を表わし、 Δ は保護間隔の間隔を表す。したがって、送信信号は関係式、

$$\Psi_{j,k}(t) = g_k(t - jT_s)$$

ここで、

$$- \Delta \leq t < t_s \text{ のとき } g_k(t) = e^{2i\pi f_k t}$$

それ以外のとき $g_k(t) = 0$

で定義される。通信路は関係式、

$$Y_{j,k} = H_{j,k} \cdot C_{j,k} + N_{j,k}$$

ここで、 $H_{j,k}$ は周波数 f_k の jT_s 時点での通信路の応答、 $N_{j,k}$ は複素数のガウス雑音、 $Y_{j,k}$ は各時点 j での各搬送波 k で受信される COFDM 信号の写像 (projection) 後に得られるシンボル、でモデル化される。

【0029】コヒレントな復調を可能とするために、コヒレントな復調器に用いられる搬送波復調装置 (carrier recovery device) は通信路の応答の評価を提供することができ、すべての時点 j のすべての周波数 k に対して、

$$H_{j,k} = \rho_{j,k} \cdot e^{i\phi_{j,k}} \quad (\phi_{j,k} = \phi)$$

ここで、 $\rho_{j,k}$ は通信路の応答の振幅、 $\phi_{j,k}$ は通信路の応答の位相、である。

【0030】それを実現する有利な方法は、位相そして (あるいは) 振幅の基準バイロット周波数として時間周波数領域に注意深くそして同時に配置されたある搬送波を用いることである。これは、送信される信号の2次元的な性質によって COFDM 装置では実際に可能である。このことは、これらの基準を挿入したことに対応するある時点でのある周波数に対する $H_{j,k}$ の値の評価を得ることを可能とする。したがって、すべての時点 jT_s でのすべての周波数 f_k に対する通信路 $H_{j,k}$ の応答の評価は補間滤波 (interpolation filtration) によって得ることができる。このデジタルの滤波は、入力信号のたたみこみ (convolution) の結果と滤波器のパル

$$\hat{H}(k) = \sum_{\nu=0}^{N-1} H'(\nu) \cdot F(k-\nu)$$

ここで、 $\nu = n \cdot R$ であれば $H'(\nu) = H(\nu)$

$\nu = n \cdot R$ でなければ $H'(\nu) = 0$

$F(k-\nu)$ は補間の低域滤波器の係数

N 個の評価された標本である

* $\{C_{j,k}\}$ を考えると、COFDM 信号は次の式で表される。

【数1】

$$x(t) = R e [e^{2i\pi f_k t} \left(\sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} C_{j,k} \Psi_{j,k}(t) \right)]$$

スの応答の結果とによる標準の方法によってなされる。それらの出力の値はそれによってその隣り合う値に重みを付けた和に置き換えられる。

10 【0031】この滤波演算を実現するもう1つの有利な方法は、たたみこみの結果のフーリエ変換が変換の結果に等しいことによる特性を用いたものである。この演算は、直接の (それそれ逆の) フーリエ変換 (DFT (direct Fourier transform)) と、補間される信号のウインディング (windowing (weighting (重み付け))) と、逆の (それそれ直接の) フーリエ変換 (DFT) と、を必要とする。

【0032】本発明は、さらに詳しくは、この第2番目の方法に関する。事実、DFT の1つの大切な特性はたたみこみの結果の変換が変換の結果に等しいことである。したがって、この方法による実行されるべき演算の数は、等価な出力を得るために有限のパルス応答滤波による方法で必要とされる演算の数より少いことがわかる。のみならず、DFT を計算するための手段はすでに存在するので、本方法はわずかな復号器の変更だけでよい。

【0033】 R 個の搬送波毎に1つの基準搬送波の割合 (好都合に、 R は2の幂である。例えば、 R は4~64の範囲から選択される。) で基準搬送波を挿入することは、受信機が、通信路の副サンプリング (sub-sample d) される周波数応答の雑音を含む評価を得ることを可能とし、 $\nu = n \cdot R$ に対して、

【数2】

$$\bar{H}(\nu)$$

ここで、 n は $0 \dots (N-1)/R$ であり、 $R-1$ は2つの基準間の搬送波の数、で表される。したがって、有限のパルス応答滤波器によって、

【数3】

$$\bar{H}(\nu)$$

40 の滤波された出力信号に対応する次のたたみこみの結果を決定する必要がある。

【数4】

$$\hat{H}(k)$$

50 は、隣り合う標本

【数5】

【数6】

$$\hat{H}(\nu)$$

の重みを付けた和によって得られる。 $H'(\nu)$ (周波数領域での通信路の応答) と $F(\nu)$ (周波数領域での滤波器の応答) の N 個の要素列を与えると、それぞれの逆フーリエ変換は $h'(n)$ と $f(n)$ であり、巡回したみこみ【数4】の変換は次のように書くことができる。

【数7】

$$\hat{h} = h' (n) \cdot f (n)$$

ここで、

【数8】

$$\hat{h} (n)$$

は $H(k)$ の N 個の要素の DFT^{-1} $h'(n)$ は $H'(k)$ の N 個の要素の DFT^{-1} $f(n)$ は $F(k)$ の N 個の要素の DFT^{-1}

したがって、補間のこの方法は次の3つの連続する演算を必要とする。・ $H'(k)$ と $F(k)$ の値から $h'(n)$ と $f(n)$ の値を得るために逆 DFT (周波数領域から時間領域への遷移) と、・ $h'(n)$ に $f(n)$ を掛けた結果と、

【数9】

$$\hat{h} (n)$$

から

$$\bar{H}_k (\bar{H}_0, \bar{H}_r, \bar{H}_{2r}, \dots, \bar{H}_{n-r})$$

の抽出と、

$$\bar{H}_0, 0, \dots, 0, \bar{H}_r, 0, \dots, 0, \bar{H}_{n-r}$$

の列に応じた N 個の要素を得るために、これらの基準の間に $(N - N/R)$ 個のゼロ仮想要素の挿入とを行う。 N 個の要素の逆変換 14 は、通信路の周波数応答の副サンプリング

【数15】

$$\bar{H}_k$$

ここで、指標は N の剰余に基づく。

【0035】図2Aおよび図2Bはそれぞれ、通信路 $h(n)$ (すべての搬送波が基準搬送波であると仮定した場合に対応する) と通信路 $h'(n)$ (通信路の周波数応答の副サンプリングに対応する。すなわち、 R 個の搬送波毎に1つの基準搬送波を用いたことに対応する) とのパルス応答の評価の2つの例を示す。図2Bにおいて、基準要素の間にゼロ仮想要素を挿入したことがパルス応答の反復を残す結果となったことがよくわかる。図2Aのそれに対応する評価 52 を得るために、つまり、部分 52

【数10】

$$\hat{H}(k)$$

を得るための直接 DFT (時間領域から周波数領域への遷移)。 DFT 演算を容易に実行するために、 N は 2 の幂数 (例えば、 $N=512$) を選択することが望ましい。

【0034】図1は、このような、通信路の応答を評価する手段を実現する復調器のダイアグラムを示す。受信されてサンプリングされる信号 y は、周波数領域で次のサンプルを生成する直接フーリエ変換 (DFT) によって、一般的な方法で復調される。 $Y_k = H_k \cdot C_k + N_k$ ここで、 k は 0 から $N-1$ で変化する。最終的なサンプル

【数11】

$$\hat{C}_k$$

は、モジュール 12において、通信路の周波数応答の評価

【数12】

$$\hat{H}_k$$

での値 Y_k の写像によって得られる。この周波数応答の補間は次のようにして得られる。モジュール 13 は、すべてのサンプル Y_k の基準要素に対応する $M=N/R$ 個のサンプル

【数13】

$$h'(n) = h(n) + h(n+N/R) + h(n+(2N/R)) + \dots + h(n+(R-1)N/R)$$

※の時間領域での補間に応する値 $h'(n)$ の時間領域を得るために用いられる。より正確には、 DFT^{-1} 14 の後に得られる $h'(n)$ の N 個の値の列は通信路のパルス応答の評価を構成する。もし、雑音を計算に入れないで、 $h(n)$ が $H(k)$ の N 個の要素で計算される逆変換を指定して使用されれば、 $H'(k)$ の逆 DFT から得られる $h'(n)$ は次のように表される。

※の時間領域での補間に応する値 $h'(n)$ の時間領域を得るために用いられる。より正確には、 DFT^{-1} 14 の後に得られる $h'(n)$ の N 個の値の列は通信路のパルス応答の評価を構成する。もし、雑音を計算に入れないで、 $h(n)$ が $H(k)$ の N 個の要素で計算される逆変換を指定して使用されれば、 $H'(k)$ の逆 DFT から得られる $h'(n)$ は次のように表される。

※の時間領域での補間に応する値 $h'(n)$ の時間領域を得るために用いられる。より正確には、 DFT^{-1} 14 の後に得られる $h'(n)$ の N 個の値の列は通信路のパルス応答の評価を構成する。もし、雑音を計算に入れないで、 $h(n)$ が $H(k)$ の N 個の要素で計算される逆変換を指定して使用されれば、 $H'(k)$ の逆 DFT から得られる $h'(n)$ は次のように表される。

※の時間領域での補間に応する値 $h'(n)$ の時間領域を得るために用いられる。より正確には、 DFT^{-1} 14 の後に得られる $h'(n)$ の N 個の値の列は通信路のパルス応答の評価を構成する。もし、雑音を計算に入れないで、 $h(n)$ が $H(k)$ の N 個の要素で計算される逆変換を指定して使用されれば、 $H'(k)$ の逆 DFT から得られる $h'(n)$ は次のように表される。

※の時間領域での補間に応する値 $h'(n)$ の時間領域を得るために用いられる。より正確には、 DFT^{-1} 14 の後に得られる $h'(n)$ の N 個の値の列は通信路のパルス応答の評価を構成する。もし、雑音を計算に入れないで、 $h(n)$ が $H(k)$ の N 個の要素で計算される逆変換を指定して使用されれば、 $H'(k)$ の逆 DFT から得られる $h'(n)$ は次のように表される。

※の時間領域での補間に応する値 $h'(n)$ の時間領域を得るために用いられる。より正確には、 DFT^{-1} 14 の後に得られる $h'(n)$ の N 個の値の列は通信路のパルス応答の評価を構成する。もし、雑音を計算に入れないで、 $h(n)$ が $H(k)$ の N 個の要素で計算される逆変換を指定して使用されれば、 $H'(k)$ の逆 DFT から得られる $h'(n)$ は次のように表される。

※の時間領域での補間に応する値 $h'(n)$ の時間領域を得るために用いられる。より正確には、 DFT^{-1} 14 の後に得られる $h'(n)$ の N 個の値の列は通信路のパルス応答の評価を構成する。もし、雑音を計算に入れないで、 $h(n)$ が $H(k)$ の N 個の要素で計算される逆変換を指定して使用されれば、 $H'(k)$ の逆 DFT から得られる $h'(n)$ は次のように表される。

ト $f(n)$ 15 を適用することが必要である。

$f(n) = 1$ ここで、 n は $0, \dots, (N/R-1)$

$f(n) = 0$ ここで、 n は $N/R, \dots, N-1$

ウインド15によって与えられるN個のサンプルは、周波数領域での通信路の応答の評価

【数16】

$$\hat{H}_k$$

を与えるN個の点での離散フーリエ変換 (discrete Fouriertransform) 16によって変換される。

【0036】もう1つの方法では、抽出モジュール13によって抽出されるサンプル

【数17】

$$\bar{H}_k$$

の間にゼロサンプルを挿入しないことが可能である。この場合、モジュール14は N/R 点でのみ逆フーリエ変換を実行する。この第2の方法は、より少ない数の演算しか必要としない利点を有する。さらにこの場合、ウインドイング15は、 $N-N/R$ 個のゼロサンプルの列と N/R 個の項 h'_n の加算に対応する。DFTを実行する前の矩形の時間的なウインドの信号 h'_n への適用は周波数領域における信号の完全なサンプリング (もしシャンの条件に合致すれば) と解釈されるであろう。このようにして、 N/R から N まで補足的なゼロサンプルでそれを考えて、記録の期間を増加させることによって、より繊細なスペクトルによる分析が得られる。

【0037】本実施例によれば、この第2の方法を採用することによって演算の数を限定するか、あるいは、ここで示された第1の方法の実行において標準的なDFT形式を使用するかは選択可能である。最後に、DFT⁻¹変換とDFT変換の順序を逆にすることは明白である。モジュール14が直接変換を実行し、モジュール16が逆変換を実行することも可能である。

【0038】図3は、実際に得られた通信路のパルス応答の評価の例である。これにより、漸次小さくなっている N/R 個の複素数値の表を得る。この表は、中央に置かれた複素数のガウス雑音が付加されたM個の別個の線分を有する。したがって、この通信路の応答の評価は高い雑音を含み、このことは補間の品質を低下させる。通信路の応答が完全に評価されるとき、理論的な復調に関してのコヒレント復調に対する利得は理論的には 3dBであるが、実際には、0.5dB の範囲である。

【0039】本発明の本質的な特徴によれば、通信路のパルス応答は雑音の影響を制限するように処理される。このため、モジュール17が提供され、この応答を限界判定(threshold) する。このモジュールはあるスレショルド以下でのサンプル毎の規則的な除去を提供する。以下で詳細に述べられるように、このスレショルドは固定的なものであってもよいし、あるいは適応するものであ

ってもよい。事実、雑音レベル22以下のすべての線分21はまったく利用されていないことがわかる。本発明は、したがって、この信号にスレショルド23を設定し、その絶対値がこのスレショルド以下のすべての信号は除去し、それによって、通常の線分24_a、24_b、および24_cだけが保持される。

【0040】限界判定は、好都合にも、とりわけ上述の第2の方法の場合にウインドイング演算の前に行われる。事実、処理されるべきサンプルがより少ない。しかしながら、それはまた、ウインドイングの演算と直接変換の演算の間でなされる。この方法は、COFDMの形態の信号で特に良好機能する。事実、有益な情報は比較的減少した数の線分に分布されている。ゆえに、その高い部分はスレショルドより大きく、そして保持される。対照してみると、雑音の本質的な部分は除去される。好都合にも、いろんなスレショルドが選択され、とりわけ雑音のレベルの閾値として選択される。

【0041】図4は、本発明の実施例によるこのようなスレショルド判定手段のブロック構成図を示す。限界判定演算17は、種々のスレショルド32の閾値としてサンプル h'_n に基づいてなされる。計算モジュール33は、評価モジュール34によって与えられる雑音電力の評価 σ^2 を計算に取り込み、スレショルドの値を決定する。COFDMの復号器においては、この σ^2 の情報はすでに利用されていることに注意しなければならない。ゆえに、本発明の装置はいかなる目立った処理手段も要求されないが、その手段がDFTの計算のためのあるいは σ^2 の評価のためのいずれのものであろうと、各復号器に存在するその手段と情報要素を活用するのである。

この評価は、例えば、1988年11月18日に出願の仏国特許第FR 88 15216号 (1989年11月20日に出願の米国特許第07/439,275号に対応) に記載された、シンボル周期の間の信号が存在しないときを利用して雑音のスペクトルによる分析を実行する方法によって得ることができる。

【0042】以下に記述される実施例では、最適のスレショルドは 5σ と 6σ の間であることが観測されている。ここで σ は雑音の標準偏差である。スレショルド計算モジュール33はまた、通信路のパルス応答の評価を計算に取り入れることができ、特に、意義のある線分の数の評価を取り入れる。事実、より多くの線分が存在すれば、電力の分布もより大きい。この情報要素はパルス応答の評価のためにモジュール35によって与えられる。繰り返すと、モジュール35は、COFDMの復号器にすでに存在しており、同期をとるために使用されている。限界判定モジュール17は、例えば、コンバレータかあるいはバイアス回路であってもよい。

【0043】他の多くの構成が簡単に実行されるであろう。したがって、上述された手段に決定モジュールを付加することもでき、スレショルドがある基準値を超えたときのみ限界判定演算を実行することができる。”限界

の σ (critical σ)”の約5倍のつまり σ_s に等しい調整できない固定的なスレショルドを選択することもできる。この場合、 σ_s は、例えば、約 10^{-4} のBER(2進誤り率: binary error rate)に対応する雑音電力レベルの特性を表す。

【0044】ここで、図5を参照して、本発明による装置によって得られる数値的な結果を記述する。この例では、COFDM変調技術が使用される。多重化の搬送波の数Nは512である。それぞれが $T_s = 80\mu s$ の長さのシンボルは有効な間隔 $t_s = 64\mu s$ を有する。それぞれの搬送波は4相で位相変調される。R個の搬送波毎に1つの基準が使用されれば、通信路の応答での情報は、 $\Delta t_{max} < t_s / R$ であるかぎり維持されることが知られている。ここで、 Δt_{max} は通信路のパルス応答の最大の広がりである。このパルス応答は次の式を有する指數関数分布によってモデル化される。

$$P(t) = (1/t_s) e^{-t/t_s} \quad \text{ただし, } t \geq 0$$

ここで、 t_s は遅延の平均と標準偏差

【0045】

【発明の効果】図5は、遅延 t_s の標準偏差が $1\mu s$ に等しい場合の3つの形態の復調を比較している。

- ・ 微分復調 ... 4 1
- ・ 4搬送波毎に1つの基準でコヒレント復調 ... 4 2
- ・ 8搬送波毎に1つの基準でコヒレント復調 ... 4 3

これらの曲線は搬送波の挿入による電力効率($10\log(1/R)$)での損失を計算に入れている(曲線はNでの有効ビット当たりのエネルギーで表す)。微分復調と比較すると、本発明の装置によって 1.6dB ($R=4$ のとき)から 2dB ($R=8$ のとき)の範囲の利得を得ることがわかる。換言すると、補間前の通信路のパルス応答の評価での雑音を処理することが、通信路の完全な評価によるコヒレント復調で得られる曲線での約 1dB の利得の結果を達成することを可能とするのである。本発明による装置は、さらによく、各搬送波の群の状態の数が増加するときにも期待されることは明らかである。本発明は放送の改善された方法を提案するほかに、さらに、コヒレン

トな復調を容易にすることを可能とする。基準要素を雑音から明確に区別する必要性は十分理解されている。この結論を得るために使用されるもう1つの方法は、送信するときに、情報を運ぶ搬送波に対して基準搬送波の電力を増加させることである。基準搬送波の数 $M = N/R$ は全体の数Nと比較して少ないので、システムの電力効率の入力時の減衰はわずかである。例えば、これらの基準搬送波は他の搬送波に比較して $1.2 \sim 2$ 倍の電力の電力レベルを有しても良い。本質的に、本発明による放送の方法と復調装置は、復調することの品質のさらなる改善が同時に実現されであろう。それらはまた、個々に使用されることもできるのである。

【0046】

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による、フーリエ変換とサンプルの限界判定の演算を行う、コヒレント復調装置の限界判定手段のブロック図。

【図2A】すべての搬送波が基準搬送波と仮定したときの通信路のパルス応答の理論上の評価の例。

【図2B】R個の搬送波毎に1つの基準搬送波を挿入した場合の通信路のパルス応答の理論上の評価の例。

【図3】本発明の限界判定手段を実行しない装置の場合に実際に得られた通信路のパルス応答の評価の例。

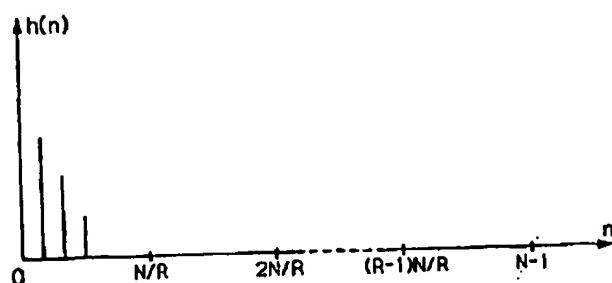
【図4】スレショルドが雑音レベルと送信通信路のパルス応答に依存する場合の図1に示されるような装置のスレショルド設定手段のブロック図。

【図5】微分復調の場合と、コヒレント復調で4個の搬送波毎に1つの基準要素を挿入した場合と、コヒレント復調で8個の搬送波毎に1つの基準要素を挿入した場合との結果の比較。

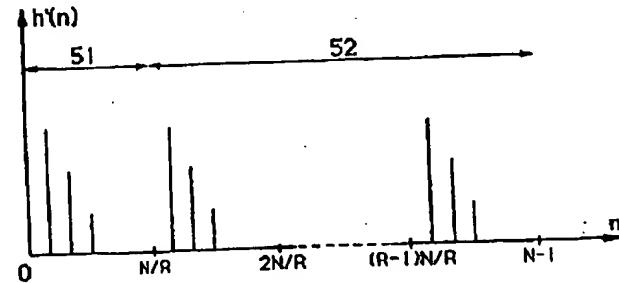
【符号の説明】

- 1 1, 1 6 D F T
- 1 4 D F T⁻¹
- 1 2 写像
- 1 3 N/R個のサンプルの抽出
- 1 5 重みづけ
- 1 7 限界判定

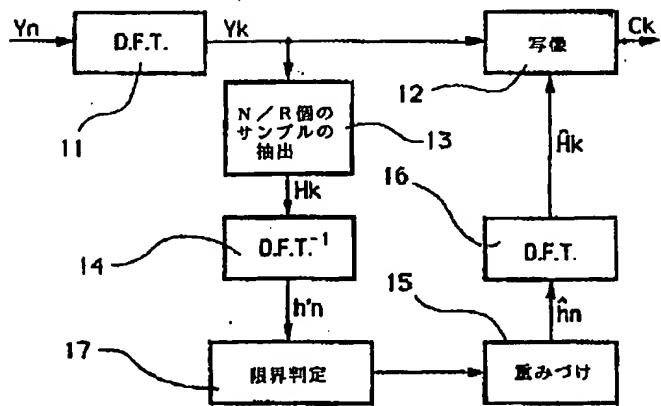
【図2A】



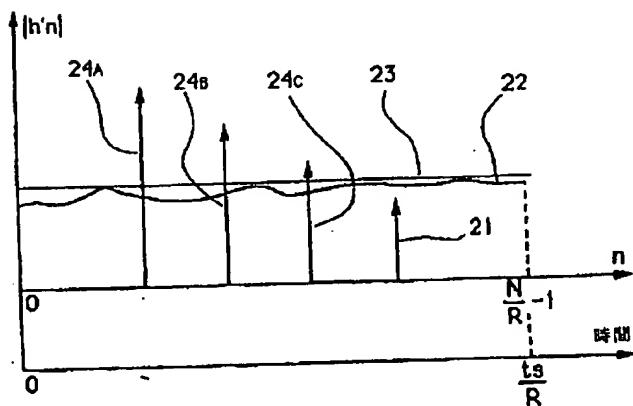
【図2B】



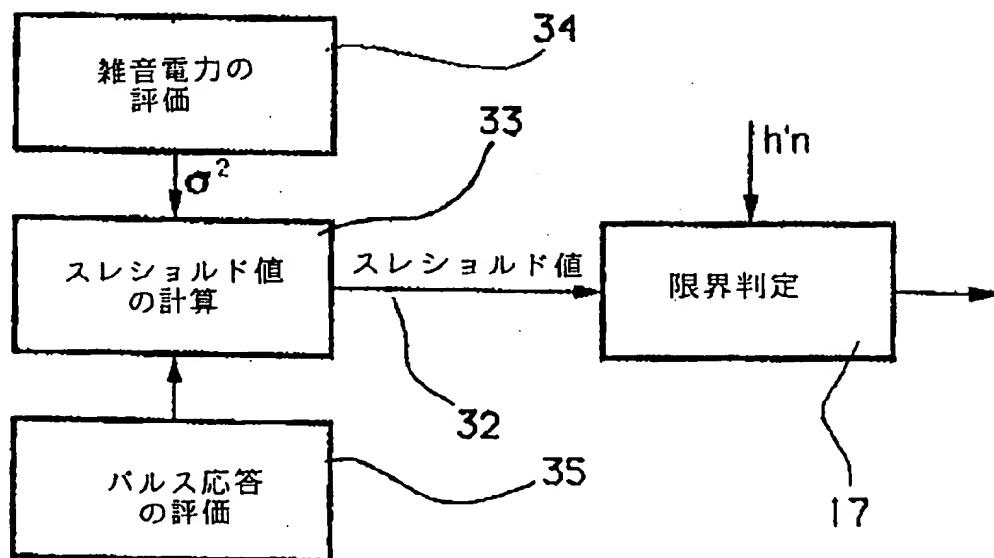
【図1】



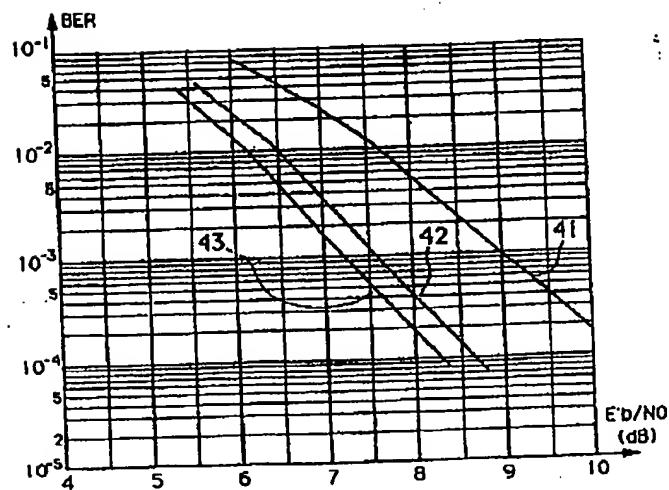
【図3】



【図4】



【図5】



フロントページの続き

(71)出願人 592042314

テレディフュージョン ドゥ フランス
TELE DIFFUSION DE FR
ANCE
フランス国, 92542 モントロー セデ
ビービー 518, ルー バルベ 21-27番
地

(72)発明者 ダミアン カステレ

フランス国, 35000 レネ, スクワー
ル アラン フエルジエン 17番地, レ
ジデンス シエジイ (アベベテ 102)

(72)発明者 ジヤンーフランソワ エラル
フランス国, 35700 レネ, リュ シ
ヤルル デマンジエ 5番地

(72)発明者 ベルナール レ フロス
フランス国, 35000 レネ, リュ デ
ラ モネ 22番地

(72)発明者 ジヤン-クリストフ ロール
フランス国, 35700 レネ, リュ ジ
ヤン ギュイエン 36番地